

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3956242号
(P3956242)

(45) 発行日 平成19年8月8日(2007.8.8)

(24) 登録日 平成19年5月18日(2007.5.18)

(51) Int. Cl. F I
H O 4 N 1/028 (2006.01) H O 4 N 1/028 A

請求項の数 5 (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願平9-828	(73) 特許権者	506076606
(22) 出願日	平成9年1月7日(1997.1.7)		アバゴ・テクノロジーズ・ジェネラル・ア
(65) 公開番号	特開平10-136149		イビー(シンガポール) プライベート・リ
(43) 公開日	平成10年5月22日(1998.5.22)		ミテッド
審査請求日	平成15年12月26日(2003.12.26)		シンガポール国シンガポール768923
(31) 優先権主張番号	591076		, イーシュン・アベニュー・7・ナンバー
(32) 優先日	平成8年1月25日(1996.1.25)		1
(33) 優先権主張国	米国(US)	(74) 代理人	100087642
			弁理士 古谷 聡
		(74) 代理人	100076680
			弁理士 溝部 孝彦
		(74) 代理人	100121061
			弁理士 西山 清春

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受光装置信号に対するオフセット除去及び空間周波数帯域フィルタリング回路及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

読み出し動作及びリセット動作の間で周期的に切り替えられる差動回路(46)にオフセット補正を提供する方法において、前記差動回路は、第1及び第2の回路入力(74及び76)と、前記回路入力における電圧状態にตอบสนองする出力電圧状態を有する回路出力(108)とを含み、前記方法は、少なくともいくつかの前記リセット動作に対して実行され、

前記差動回路が読み出し動作からリセット動作に切り替えられる時に、前記第1の回路入力を前記第2の回路入力に接続するステップ(78、80、82、及び84)と、

前記差動回路が前記読み出し動作から前記リセット動作に切り替えられる時に、前記回路出力を固定電圧状態である電源(114)に接続するステップ(116)と、

前記リセット動作の第1の時間セグメントに続いて前記電源から前記回路出力を切断するステップ(116)であって、それにより、前記回路の出力が前記固定電圧状態から自由に浮動する、前記リセット動作の第2の時間セグメントを開始することからなるステップと、

前記電源から前記回路出力を切断して前記第2の時間セグメントを開始する時の前記回路出力における電圧状態のシフトにตอบสนองして、オフセット補正信号を形成するステップ(136)

を含む方法。

【請求項2】

前記電源（１１４）から、前記回路出力（１０８）を切断する前記ステップ（１１６）と、前記オフセット補正信号を形成する前記ステップ（１３６）は、前記リセット動作の一部分のみに対して実行され、

前記方法は、前記リセット動作中に決定された前記オフセット補正信号を電氣的に格納するステップ（１５６、１５８、及び１６０）と、その格納された前記オフセット補正信号を前記読み出し動作中に前記差動回路（４６）に提供するステップとを更に含むことからなる、請求項１の方法。

【請求項３】

前記回路出力（１０８）を電源（１１４）に接続する前記ステップ（１１６）は、前記回路出力を正電圧の電源に接続するステップである、請求項１又は２の方法。

10

【請求項４】

前記オフセット補正信号を形成する前記ステップ（１３６）は、前記電源（１１４）の前記固定電圧状態を前記第２の時間セグメント中に、前記回路出力（１０８）における前記電圧状態と比較するステップを含む、請求項１乃至３のいずれかの方法。

【請求項５】

前記第１の回路入力（７４）を前記第２の回路入力（７６）に接続する前記ステップ（７８、８０、８２、及び８４）は、前記第１及び第２の回路入力を固定電圧である第２の電源（８８）に接続するステップである、請求項１乃至４のいずれかの方法。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

20

【発明の属する技術分野】

本発明は、一般に、信号転送回路に関し、とりわけ、受光装置アレイからの個々の信号を計算回路に転送するための回路構成に関する。

【０００２】

【従来の技術】

さまざまな用途において、ある表面を横切る装置経路を正確に判定することが重要である。例えば、走査原稿の画像の忠実な再現を獲得すべき場合、原稿に沿った走査装置の走行に関する正確な情報がなければならない。一般に、スキャナによって得られる捕捉画像は、デジタル・フォーマットでメモリに記憶される画素データ列である。歪みのない画像には、画素データ列への原稿画像の忠実なマッピングが必要とされる。

30

【０００３】

本発明の譲受人に譲渡された、Ertel 他に対する米国特許第5,149,980 号に記載されているところでは、相互相関関数を用いて、所定方向への原稿と光電素子アレイとの間の相対移動が判定される。該特許に言及されているところによれば、１次元手法を拡張して、原稿と光電素子アレイとの間の２次元相対移動を判定し、それにより、２次元平面における並進、回転、及び変倍が追跡可能となる。

【０００４】

Ertel 他に対する特許に記載されているところによれば、光センサ・アレイを用いて、原稿のある形態の「識別特性」が収集される。この識別特性は、原稿の表面質感または他の光学特徴を照射して、画像形成することによって得ることができる。光強度は、表面質感の変化に伴いピクセル毎に変動する。原稿の表面の相互相関画像によって、アレイと原稿との間の相対移動を突き止めることが可能である。

40

【０００５】

【発明が解決しようとする課題】

Ertel 他によって解説されているようなシステムの設計に関する厳密な要素は、原稿の識別特性を確実に判定するのに十分な高レベルに、各光電素子のＳ／Ｎ比を維持する回路である。信号が、白紙の紙質のわずかな変化の結果として、画素から画素への反射率の差である場合、反射率の変化は、約６パーセントになる可能性がある。サンプル速度目標、及び可能性のある後続の信号平均化量を考慮すると、有効な情報を得ようとするれば、信号におけるノイズ条件は、紙反射率変動信号の６パーセント未満でなければならない。

50

【 0 0 0 6 】

従って、ノイズは、受光装置アレイにおける光電素子からの信号に処理を加える上での問題の1つである。別の問題は、製造段階で導入される、処理回路の性能のばらつきである。電氣的に並列な転送回路の性能がばらつくと、ある画素から他の画素への反射率の差の計算に頼る動作は、エラーを被りやすい。理想的には、信号転送回路の性能のばらつきに起因した画素間の信号差がなく、そのため、画素信号間の差が、光電素子における受光の差だけに帰属する。しかし、回路デバイスには、そのデバイスが、同じ製造プロセスによって形成された場合であっても、性能にばらつきがある。

【 0 0 0 7 】

更に他の問題には、画素の1つ近傍における画素間では一貫しているが、画素近傍同志の間では異なるような、画像に影響を及ぼす考慮事項が存在する場合に、画像形成される表面に関する有効な情報を確実に得ることが含まれる。例えば、照射光学装置によって、画像形成すべき表面の、近傍間における照度変動を一貫させることができる。不均一な照度は、人為物を生じさせることになる。一貫した局所的パターンの他の例として、光電素子アレイの一部が、暗い背景を有する表面領域に向けられており、一方、光電素子の残りの部分は、表面の陰影のない領域に向けられているパターンがある。

10

【 0 0 0 8 】

従って、本発明の目的は、製造段階で導入されるデバイスのばらつきにより、また光電素子信号の多数画素パターン発生及び/又は処理により生じるエラーに対する感受性を低減した、受光装置配列に接続するための転送回路を提供することである。

20

【 0 0 0 9 】

【課題を解決するための手段】

上記目的は、本発明の1つの実施例の場合、周期的オフセット補正を受けて、転送増幅器間における性能の差に対して信号処理の感受性を低減する、並列転送増幅器を含む、光電素子アレイから計算回路に信号を転送するための回路及び方法により達成される。

【 0 0 1 0 】

上記目的は、本発明の他の実施例の場合、光電素子アレイにおける光受信の多数光電素子パターンのような人為物の影響を抑制する空間周波数帯域フィルタリング増幅器を含む、信号転送回路によって達成される。

【 0 0 1 1 】

以下の開示において、「DC除去」という用語は、空間周波数帯域フィルタリングを表すための簡略用語として用いられる。ここで理解されたいのは、本明細書で用いるような「DC除去」という用語には、DC空間成分の除去だけでなく、低周波数と高周波数の一方または両方における、空間周波数成分の除去も又包含される、ということである。

30

【 0 0 1 2 】

転送増幅器レベルにおいて、読み出しモードの場合、各転送増幅器は第1の入力を有し、これは、光電素子で受けた光を表す信号を受信するように接続される。アレイ内の光電素子は、列と行をなすように配列され、特定の列における光電素子は、特定の転送増幅器の第1の入力に順次接続されるが、これは厳密ではない。各転送増幅器は、基準電圧源（例えば、1.75ボルト）に接続される第2の入力を有する。転送増幅器は、差動回路として機能するので、出力は、第1と第2の入力における電圧状態間の差に応答することになる。しかし、読み出し期間の間のリセット期間時には、第1と第2の入力は、両方とも、基準電圧源に接続される。さらに、転送増幅器の出力は、瞬間的にリセット電圧源（例えば、3.25ボルト）に接続される。オフセット低減回路が設けられて、出力がリセット電圧源から切断された後に、リセット電圧と出力での電圧状態との間の電圧差の検出に応答して、オフセット調整信号が発生される。このようにして、調整信号を問題となる転送増幅器に加えることによって、その転送増幅器と他の転送増幅器との間における性能差を低減、又は削除することが可能になる。

40

【 0 0 1 3 】

オフセット調整型の転送増幅器の利点は、デバイス間のばらつき及び1/fノイズの影響

50

が考慮されるという点にある。アレイ全体を読み出すためのサイクル時間は、 $50\ \mu\text{s}$ 程度である。高回路密度と共に低電力動作を達成するためには、CMOS回路が望ましいが、仮に $1/f$ ノイズが抑制されないとすれば、こうしたノイズによって、増幅器の出力に大幅な揺らぎを生じる可能性がある。本発明の他の利点は、各転送増幅器には、オフセット調整信号を格納するサンプル/ホールド構成が含まれているため、各転送増幅器に必要なのは、周期的にリフレッシュされることだけとなる点にある。従って、オフセット調整信号を決める単一回路を全ての転送増幅器に用いることが可能になる。光電素子信号読み出し間における期間を延長することなく、周期的なリフレッシュを実現するタイミング・シーケンスが規定される。

【0014】

各転送増幅器には、サンプル/ホールド構成が含まれているので、転送増幅器は3つの動作モードを備えている。読み出しモードの場合、第2の入力が基準電圧源に接続され、一方、第1の入力が光電素子に接続される。結果として、電荷が、動作上関連する積分コンデンサに転送される。増幅器出力電圧は、次いで、下流の処理回路に供給される。内部のサンプル/ホールド構成によって、オフセット補正が施される。第2の動作モードは、受動リセット・モードである。オフセット調整信号が更新されないで、このリセットは「受動」である。第1の能動オフセット調整動作が実行されるまで、受動リセット・モードは低品質である。受動リセット・モードの場合、転送増幅器の2つの入力が互いに接続され、その出力は、リセット電圧源に接続されたままである。第3の動作モードは、能動リセット・モードである。受動リセット・モードのように、転送増幅器の2つの入力が基準電圧源に接続される。しかし、その出力は、瞬間的にリセット電圧源に接続されるだけである。出力は、切断されると、オフセット調整回路に接続され、適正なオフセット調整信号が決定されて、次の能動リセット動作まで、サンプル/ホールド構成によって記憶される。

【0015】

オフセット調整信号の周期的更新の間に、各転送増幅器は、交互に読み出しモードと受動リセット・モードになる。 $1/f$ オフセット・ドリフト成分は、十分に低速のため、光電素子アレイの各8番目の読み出し後の更新でも、十分な速度である。

【0016】

前記のように、本発明には、多数光電素子光パターン、及び他の人為物を抑制するDC除去増幅器も含まれている。DC除去増幅器によって、転送増幅器の出力から、低周波数と高周波数の両方の空間周波数成分が除去される。DC除去増幅器と転送増幅器は、1対1の対応とすることができる。各DC除去増幅器には、特定の光電素子から問題となる信号を受信するように接続された、一次入力が含まれている。各DC除去増幅器には、特定の光電素子に近接した光電素子から出力信号を受信するように接続された、少なくとも1つの二次入力も含まれている。要するに、二次入力の平均化が行われて、結果得られる平均値が一次入力から減算される。DC除去増幅器は、低空間周波数成分を除去する以外に、画素間隔の2倍に相当する周波数において固有の低域通過特性を備えている。従って、DC除去増幅器は、本質的に帯域通過特性を備えている。帯域通過特性の固有の低域通過要素は、平均化の前に、二次入力を異なる重み係数で乗算することによって修正することが可能である。重み係数は、正または負の数となり得る。

【0017】

DC除去増幅器は、第1と第2の差動セルから形成され、第2の差動セルは、その出力からその入力への負帰還ループを備えている。第2の差動セルは又、下流の差動動作を容易にする中間範囲の電圧を確立するために、DC入力も備える。本発明にとって不可欠ではないが、DC除去増幅器が、オフセット補正を含むこともでき、またスイッチング・ネットワークを含むこともでき、これによりユーザが、入力をDC除去増幅器に切り換えたり、又は増幅器の動作をテスト・モードに設定したりすることが可能となる。

【0018】

【発明の実施の形態】

10

20

30

40

50

図 1 を参照すると、原稿 1 4 に沿った曲がりくねった経路 1 2 を辿った、携帯用手持ち式走査装置 1 0 が示されている。原稿は、1 枚の紙とすることもできるが、本発明は、他の画像を保持する基体に用いることもできる。手持ち式走査装置を利用する場合、紙の繊維といった固有の構造特徴の位置を追跡して、結果得られる位置情報を利用して、画像データを修正することができる。しかしながら、本発明は、他の用途でも利用することができる。

【 0 0 1 9 】

走査装置 1 0 は、自立式で、バッテリーで動作することが望ましい。しかし、該装置には、外部電源、あるいは、コンピュータ又はネットワークのデータ・ポートに対する接続部を含めることもできる。この走査装置には、画像ディスプレイ 1 6 が含まれている。該ディスプレイによって、捕捉した画像をほぼ瞬時に見る事が可能になる。ただしディスプレイは、不可欠ではない。

10

【 0 0 2 0 】

走査装置 1 0 は、3 つの自由度を可能にし、その 2 つは並進であり、1 つは回転である。第 1 の自由度は、原稿 1 4 に沿った横への移動 (X 軸移動) である。第 2 の自由度は、原稿に沿った上下方向の移動 (Y 軸移動) である。第 3 の自由度は、原稿 1 4 のエッジに対して、画像センサ素子の線形アレイが回転不整合 (Z 軸移動の結果としての 不整合) となるように、該装置を動作させる能力である。すなわち、必ずしも画像形成素子の線形アレイを装置の並進方向と垂直に維持する必要はない。

【 0 0 2 1 】

20

次に、図 1 及び 2 を参照すると、走査装置 1 0 の底側 1 8 には、原稿 1 4 と撮像センサ 2 2 の間の適切な接触を維持する際に手助けとなる、枢動部材 2 0 が含まれている。航行センサ 2 4 及び 2 6 が、撮像センサの対向端に配置されている。航行センサは枢動部材に装着されているので、航行センサは撮像センサに対して固定位置にある。

【 0 0 2 2 】

物理的に小型化するために、撮像センサ 2 2 は、接触式の画像形成装置が望ましいが、小型化がそれほど問題でない、又は更に小さい画像が所望される用途の場合、投射光学装置を用いたセンサを使用することもでき、これは倍率が 1 未満である。接触式の画像形成装置は、一般に、日本板硝子社の米国連邦登録商標である S E L F O C の商標名で販売されているレンズを使用する。あまり慣用的ではないが、結像レンズを用いずに、光源のインターリーブ型アレイ素子と近接センサを利用して、接触式の画像形成をなすことが可能である。走査用途のための慣用的な撮像センサを用いることもできる。撮像センサは、やはり照明光源、照明光学装置、及び像伝送光学装置を含む 1 つのユニットの一部とすることもできる。

30

【 0 0 2 3 】

図 1 には、4 つと何分の 1 かの帯状部分、すなわち原稿 1 4 を横切る側方パスからなる、曲がりくねった経路 1 2 が示されている。大部分の用途にとって有効な撮像センサ 2 2 は、2 5 mm ~ 1 0 0 mm の範囲内の長さを有する。帯状部分には、重複した領域が含まれるべきであり、その結果、ステッチ・プロセスを利用して、被走査原稿の忠実な再現を得ることができる。

40

【 0 0 2 4 】

航行センサ

走査装置 1 0 には、少なくとも 1 つの航行センサ 2 4 又は 2 6 が含まれている。好適な実施例の場合、該装置には、1 対の航行センサが含まれ、これらのセンサは、撮像センサ 2 2 の対向端に配置される。互いに直交して装着される光電素子の 1 次元アレイを利用することができるが、更に好適な実施例の場合、各航行センサは、光電素子の 2 次元アレイである。航行センサ 2 4 及び 2 6 を用いて、原稿に対する走査装置 1 0 の移動が追跡される。

【 0 0 2 5 】

各航行センサは、読み出し及び信号処理回路を含む集積回路基板に形成される、光電素子

50

のアレイである。40 μm の画素距離の範囲にわたって必要な位置精度は、2.0 μm である。非常に高い位置精度には、素子間で十分に異なる信号を獲得するために、長さ数十ミクロン以下の個別の光電素子が必要になる。好適な実施例の場合、紙の原稿14上で所望される画素サイズは、40 μm であり、画像形成光学装置によって、1.5の倍率が得られるので、航行センサ24及び26の受光素子は、60 μm \times 60 μm になる。光学倍率が大きくなると、より大きい画素の利用が可能になる。しかし、必要とされるシリコンの総面積、従って、アレイのコストを最小限に抑えるためには、性能目標に合うように、画素サイズをできるだけ小さく保つことが望ましい。各航行センサは、64個の列と32個の行を備えたアレイとすることができる。しかし、これらの数字のどれも、本発明にとって重要なものではない。

10

【0026】

航行センサ24及び26の動作時、所望の信号は、原稿14の表面に沿った変化によって生じる、画素間の反射率の差である。表面変化が、白紙に沿った紙質の変化である場合、反射率は、白紙の基本反射率の約6パーセントだけしか変動しない。従って、以下で説明するような回路は、ノイズを最小限に抑え、電圧安定性を確保するように設計しなければならない。

【0027】

図3は、単一の集積回路チップに形成される回路のブロック図である。このチップは、2次元画像を捕捉して処理を施し、それにより不図示の外部コントローラに相互相関情報を供給するように設計された、アナログ信号処理チップである。上記の実施例の場合、コントローラは、画像相互相関値を用いて、X-Y位置情報を導出する。次に、X-Y位置情報を用いて、図2の撮像センサ22を利用して収集した画像データから、線形画像が正確に再構成される。

20

【0028】

図3の実施例の場合、航行センサ24は、32個の行と68個の列を光電素子を備えたアレイである。アレイをなす68個の列転送増幅器17によって、航行センサ24から、アレイをなす64個のDC除去回路19に、行から行へというように信号が転送される。低コストの画像捕捉システムの場合、撮像すべき全体領域にわたって完全に一定した光強度で、目標領域を照射するのは困難である。均一な照射を行う能力は、光学装置及び光源のコストに比例する場合が多い。さらに、慣用的な集積型光センサのセル毎の較正がなければ、集積回路処理技術の制限の結果として、ある程度の感度のばらつきが生じることになる。図3のアナログ信号処理チップが用いられる航行システムの場合、入射画像と、撮像アレイに対して異なる位置で以前に捕捉された画像との間で、相互相関を計算する必要がある。照度及び光電素子感度にばらつきがあると、相関信号が劣化することになる。従って、図3の空間DC除去回路19は、相関信号の完全性を維持し、同時に、システムのコストを比較的安く抑えるように設計されている。別様であれば相関信号を損なうことになる、照度及び光電素子感度における低い空間周波数の変化が、航行画像から除去される。さらに、DC除去回路には、固有の低域通過特性も備わっている。計算アレイ21は、DC除去回路19からデータを受信し、該データの局所的な差分計算を実施した後、チップ内蔵でないコントローラに相互相関出力23を転送する。また、図3には、チップの各種構成要素のための制御論理の供給源25も示されている。

30

40

【0029】

光電素子回路

図4は、光電素子回路の概略図である。図5は、光電素子対の更に詳細な回路図である。入射光は、サンプル期間中に積分される電流へと変換される。記憶値は、処理シーケンスにおける次のステップに利用することができるように、周期的に読み出される。積分サイクルの開始時に、図4におけるリセット・スイッチ28が「オン」になり、瞬間的に積分コンデンサ30を3.25ボルトにリセットする。図5に示すように、リセット・スイッチ28は、pチャネル・トランジスタであり、第1のリセット線32を介してトランジスタのゲートに論理低を加えることによって「オン」となる。フォトダイオード34によ

50

て発生する光電流は、PNPトランジスタ36によって増幅される。フォトダイオード及びトランジスタは、寄生容量38と共に、光電素子40を規定する。増幅された光電流は、トランジスタ52を介して、1.75ボルトのレベルに向かう下方へと積分コンデンサ30を充電する。サンプル期間の終了時には、読み出しスイッチ42が「オン」になり、記憶値が、読み出し線44に沿って転送増幅器46に出力される。図5に示すように、読み出しスイッチは、nチャネル・トランジスタであり、読み出し制御線48によって制御される。

【0030】

光電素子40のフォトダイオード34は、光子の受容に応答して電流を発生する。フォトダイオードは、PNPトランジスタ36のベースに接続されている。フォトダイオードは、トランジスタがフォトトランジスタになるように、トランジスタのベース/コレクタ部分とすることができる。逆バイアスのダイオードは、0.16pFである寄生容量38を有する。32×68の光電素子アレイがある上記の実施例の場合、フォトダイオードにおける光電力は、1.1nWに決定されている。この結果、ダイオード電流源に0.6nAの電流が生じることになる。電流レベルが低いので増幅が必要になるが、これは、表面質感が、関心事の画像である用途の場合に、ベース光電流の約6パーセントにしかすぎない光変動信号によって、ノイズと区別するのに十分な電圧差が生成されるのを保証するためである。

【0031】

光電素子40のPNPトランジスタ36によって、光電流が増幅される。トランジスタによって増幅されると、積分コンデンサの利用が可能になり、光電素子間の再現性が促進される。増幅されなければ、フォトダイオード34からの小電流で、2ボルトの振れ幅を得るためには、積分器として、例えば10fFといった極めて小さいコンデンサが必要になる。これは、寄生容量のため、素子毎に再現するのが困難であろう。ダイオードから基板PNPデバイスに光電素子のレイアウトを変更するのが、電流を増幅させるのに好都合な方法である。18の電流増幅率値によって、出力エミッタ電流が11.4nAに増大される。従って、0.20pFの積分コンデンサを用いることが可能になる。これにより、再現性が促進されるが、余分な領域を必要とするほど大きくはならない。

【0032】

図4の回路に関する問題は、電流増幅率従属性が、直接的に出力電流の決定に、従って積分コンデンサ電圧の決定に係わるということである。しかし、テストの結果明らかになったのは、ユニット間におけるデバイスの整合が良好であるため、電流増幅率従属性の影響は微小であった。

【0033】

サーボ回路が、3つのMOSトランジスタ50、52、及び54によって形成される。3つのMOSトランジスタは、フォトトランジスタ36の出力用の共通ゲート段52を備えた増幅器を形成する。光電素子40に発生した電流を積分コンデンサ30に適正に転送できるようにするため、フォトダイオードの逆電圧（すなわち、トランジスタのベース電圧）は、ほぼ一定のレベルに保たれなければならない。ベース・ノード56における電圧のシフトが可能になると、光電流は、基板PNPトランジスタ36によって増幅される電流を供給するのではなく、ダイオードの寄生容量38、又はトランジスタのベース・コレクタ容量を充電及び放電する際に、少なくとも部分的に消費されることになる。

【0034】

ノード56におけるトランジスタ・ベース電圧は、3つのトランジスタ50、52、及び54によってほぼ一定のレベルに保たれる。所望の動作を実現するのに不可欠ではないが、図4及び5の実施例の場合、実質的に一定の電圧レベルは、コレクタ・ノード58でのAVSSを超えるNMOSしきい値レベルにほぼ等しい。3つのMOSトランジスタは、PNPトランジスタのエミッタ・ノード62に対するソース・フォロワとして機能するトランジスタ52によって、負帰還ループとして動作する。従って、ベース電圧は、トランジスタのエミッタ電圧によって制御される。これが可能な理由は、ベース電圧、すなわち

10

20

30

40

50

コンデンサ 30 におけるフォトダイオード出力が、非常に高いインピーダンス・レベルを有するためである。トランジスタ 52 は、共通ゲート段として機能し、これには追加の利点として、PHTO1 ノード 64 の電圧揺動から、トランジスタのエミッタ・ノード 62 とベース・ノード 56 をさらに分離する、という利点がある。

【0035】

次に、図 4、5、及び 6 を参照すると、リセット期間の間、PHTO1 ノード 64 における出力電圧は、リセット・スイッチング・トランジスタ 28 によって 3.25 ボルト、すなわち VBB1 に保持される。スイッチング・トランジスタを電氣的に「オン」にすると、CGN1 ノード 66 は、約 2.6 ボルトに保持され、エミッタ・ノード 62 は、約 1.4 ボルトに保持される。ノード 56 におけるベース電圧は、1.0 ボルトに近い。

10

【0036】

問題となる媒体を照射する光源が「オン」になると、約 0.6 nA の光電流が、トランジスタ 36 のベースから AVSS に接続されたコレクタ・ノード 58 に流れる。図 6 のタイミング・シーケンスの開始から 7.0 μ s の時点において、第 1 のリセット線 32、すなわち RST1B におけるリセット信号が論理的に高に移行され、それにより、リセット・スイッチ 28 が「オフ」になる。結果として、フォトトランジスタ 36 のエミッタ電流が、第 2 の n チャネル・トランジスタ 70 と並列の第 1 の n チャネル・トランジスタ 68 のゲート・チャネル間容量によって形成される容量構造から引き出されるにつれて、PHTO1 ノード 64 の出力が、直線的にランプ状で低下する。図 5 のトランジスタ 68 及び 70 は、図 4 における積分コンデンサ 30 によって表される。問題となる電圧の範囲は、3.25 ボルト ~ 1.75 ボルトである。従って、第 1 と第 2 の n チャネル・トランジスタ 68 及び 70 のゲートは、デバイスのゲート・チャネル間容量が、デバイスのしきい値レベルを超えるのに十分高く保持される。

20

【0037】

リセット・スイッチ 28 が「オフ」である積分時間中、エミッタ・ノード 62 とベース・ノード 56 における電圧は、上述の負帰還ループによって安定化された状態のままである。ベース・ノードの電圧は、約 2 mV の範囲内にとどまる。

【0038】

このシミュレーション実行のため、積分時間の約 20 マイクロ秒後に、読み出し制御線 48 によって、正に向かうゲート・パルスがトランジスタ 42 に加えられて、読み出しスイッチ 42 が「オン」になる。正のゲート・パルスは、約 200 ns 間持続する。転送増幅器 46 の動作によって、PHTO1 ノード 64 が 1.75 ボルトに引き下げられる。これにより、転送増幅器において図 4 の積分コンデンサ 30 からコンデンサ 72 への信号の転送が実現する。転送プロセスが終結すると、読み出し制御線 48 は論理低に戻され、第 1 のリセット・線 32 も論理低になる。これにより、リセット・スイッチ 28 が「オン」になり、PHTO1 ノード 64 が引き上げられて、3.25 ボルトに戻される。

30

【0039】

電荷転送

図 4 を参照して、特定の列転送増幅器 46 の基本動作について説明する。転送増幅器が読み出しモードにない場合、読み出し線 44 は、増幅器の第 2 の入力 74 に対して分路される。すなわち、2 つの入力が、1.75 ボルトに保持される。同時に、出力線 108 が、第 2 の定電圧源に接続される。重要ではないが、出力線 108 における電圧は 3.25 ボルトである。積分コンデンサ 30 も、リセット・スイッチ 28 によって 3.25 ボルトに接続される。

40

【0040】

図 4 及び 5 を参照すると、リセット・スイッチ 28 が開放されると、積分コンデンサ 30 における電荷が、光電素子 40 において発生する光電流に依存して変動することになる。約 40 μ s の積分期間の後、転送増幅器の第 1 の入力線 76 と出力線 108 が、それぞれ、1.75 ボルトと 3.25 ボルトの定電圧源から切断される。読み出しスイッチ 42 を「オン」にして、積分コンデンサ 30 を第 1 の入力線 76 に接続すると、正の摂動が、転

50

送増幅器の第1の入力線において受信される。増幅器の出力は負に移行し、それにより電荷が、転送コンデンサ72を介して読み出し線44から引き出され、電圧値が1.75ボルトに戻される。これは、増幅器の利得によって生じる。電荷は保存されるので、積分コンデンサ30を、その最終積分値から第2の入力線74の電位、すなわち1.75ボルトにするのに必要な電荷量が、積分コンデンサ30から転送コンデンサ72に引き出される。積分及び電荷転送の動作を左右する式は、次の通りである。

【0041】

$$out = V_{out} - [(V_{cap} - I_{ph}(\quad + 1)T_{int} / C_{int}) - V_{bott}] C_{int} / C_{tran}$$

ここで、out は、転送動作の終了時における転送増幅器の出力電圧であり、 V_{out} は、出力線108における開始電圧（すなわち、3.25ボルト）であり、 V_{cap} は、積分コンデンサ用の開始電圧（すなわち、3.25ボルト）であり、 I_{ph} は、フォトダイオード電流（すなわち、0.6 nA）であり、 \quad は、フォトトランジスタ36の電流増幅率（すなわち18）であり、 T_{int} は、受光装置のための積分時間（すなわち、40 μ s）であり、 C_{int} は、積分コンデンサの値（すなわち、0.2 pF）であり、 V_{bott} は、転送増幅器の第2の入力74におけるバイアス値（すなわち、1.75ボルト）であり、 C_{tran} は、転送コンデンサの値（すなわち、0.4 pF）である。

【0042】

前記のように、図3の計算アレイ21の演算は、相関演算である。相関演算の初期部分を考えると、2つの最も近接した光電素子の信号間における差の減算が行われる。データの正確な解釈には、計算アレイに対する入力信号が、受光装置アレイ24の様々な光電素子で受ける光の照度の差に強く依存することが必要になる。従って、デバイスの製造段階での差に起因するデバイスの不整合によって、精度が悪くなる。さらに、光電素子の積分時間が40 μ sであり、アレイ全体の読み出しには、50 μ s程度のサイクル時間を要する。高い回路密度と共に小電力動作を実現するには、CMOS回路が望ましいので、1/fノイズも問題になる。解析によって、転送増幅器46のオフセットにおけるドリフトが、この時間フレーム中に生じやすいことが明らかになった。従って、列転送増幅器の全てを実質的に同じオフセット値に整合させるメカニズムによって、後続の処理動作を更に正確にすることが可能になる。結果として、以下で説明するが、オフセット制御動作がもたらされる。

【0043】

オフセット補償

次に図7を参照すると、列転送増幅器46が示されており、これは、4つのトランジスタ素子78、80、82、及び84によって、選択的に共に分路される第1の入力74と第2の入力76を備える。これらのトランジスタのうちの2つはスイッチとして機能し、一方、他の2つは、ある程度の電荷注入補償を与える。トランジスタ素子のスイッチングは、TRNRST線86における信号によって制御される。線86上の信号が論理高の場合、入力74及び76は、両方とも、VBB3線88を介して定電圧源に接続される。上例の場合、VBB3電圧は、1.75ボルトである。インバータ110及び112が、トランジスタ78 - 84に適正な信号レベルを供給する。

【0044】

列転送増幅器46が読み出し動作間にある場合、線86上の信号によって、転送増幅器はリセット・モードになる。転送リセット信号によって、入力74及び76が共に接続され、同時に、出力線108が線114を介してVBB2の電源に接続される。4つのトランジスタ素子からなる第2のバンク116が、出力線108とVBB2の電源を接続又は切断するために、TRNRST線86上の転送リセット信号によって制御される。上記の実施例の場合、VBB2電圧は3.25ボルトである。入力電圧及び出力電圧の選択によって、出力電圧を、後続段のために、動作電源電圧のほぼ中間範囲に中心決めすることが保証される。トランジスタ素子の第2のバンク116内において、素子のうちの2つは、電荷注入補償を実現するために設けられている。

【0045】

4つのトランジスタ素子からなる第3のバンク118が、転送増幅器46の出力線108を読み出し帰還線120に選択的に接続するために含まれている。第3のバンク118及び読み出し帰還線120は、オフセット調整ループの一部を形成する。やはり、そのバンク内のトランジスタのうちの2つは、電荷注入補償のためだけに設けられている。複数のゲート122、124、126、及び128と、クロック装置130が、第2のバンク116及び第3のバンク118の適正な動作を与えるように接続される。これらのデバイスは、それぞれ、慣用的な仕方で動作するものであり、当業者には明らかなように、他の慣用的な回路に簡単に置き換えることもできる。

【0046】

転送増幅器46がリセット・モードにある場合、2つの入力74及び76は、トランジスタ78-84の第1のバンクによって、1.75ボルトに接続され、また出力線108は、トランジスタ素子の第2のバンク116によって、一時的に3.25ボルトに接続される。オフセット制御動作中、トランジスタ素子の第3のバンク118は、第2のバンク116が「オフ」になった後、出力線を読み出し帰還線120に接続する。次に、図8を参照すると、複雑さを軽減するため、図7の回路構成が、単一ブロック132に簡略化されている。また、ブロック形式で示されるのは、電圧源134であり、この目的は、回路を動作させるのに必要な各種のバイアス及びリセット電圧のためである。最後に、図8には、オフセット調整増幅器136が示され、これは、VBB2線114に接続された第1のノード138と、帰還線120に接続された第2のノード140とを有する。

【0047】

オフセット調整増幅器136は、図3の受光装置アレイ24の列転送増幅器17の全てに共通している。しかし、図8の第2のノード140は、所定時間に1つの転送増幅器だけに接続される。実際、68個の列転送増幅器が、同時に読み出しモードになると、第2のノード140は、転送増幅器からのどんな信号受信からも電氣的に分離されることになる。

【0048】

オフセット調整増幅器136の動作時、読み出し帰還線120における電圧状態が、VBB2線114における定電圧と比較される。理想の場合には、ノード138及び140における電圧状態は等しくなるため、出力ノード142及びOFA線144における電圧が、公称出力バイアス・レベルになる。しかし、デバイス製造段階でのばらつき、及び他の性能メカニズムによって、オフセットが生じることになる。結果として、ノード138及び140における電圧状態が異なることになり、それによって、OFA線144を介して回路ブロック132に伝達されるオフセット信号が生成される。図7に示すように、線144は、列転送増幅器46に接続されて、転送増幅器のオフセット補償をもたらす。

【0049】

OFA線144は、図7に示すように、オフセット補正ポート146において転送増幅器46に接続される。図9を参照すると、転送増幅器46の内部回路が示されている。図9の回路構成の一部は、慣用的なものであり、当業者には容易に理解されるものである。かかる慣用的な回路については、ここでは説明しない。しかし、慣用的な回路に、オフセット・サンプル/ホールド回路148が追加されており、これは、転送増幅器のオフセット補正ポート146によってアクセスされる。特定の転送増幅器が、図8のオフセット調整増幅器136に接続されるリセット動作が終了すると、サンプル/ホールド回路がリフレッシュされる。転送増幅器のリフレッシュ・ポート150において受信される信号が、オフセット補正ポート146をOFAM線154に接続するための、トランジスタ素子の第4のバンク152を適切にバイアスする。OFAM線154は、1対のトランジスタに通じ、これは、オフセット調整信号用の記憶コンデンサとして機能すべく結合している。第3のトランジスタ160が、オフセット補正信号によってバイアスされて、転送増幅器の慣用的な回路に対してオフセット補償を施す。

【0050】

動作時に、オフセット補正は、転送増幅器46の出力線に始まり、転送増幅器のオフセッ

10

20

30

40

50

ト補正ポート146まで続くループを形成することによって達成される。図7を参照すると、増幅器の第1の入力74、及び第2の入力76がVBB3（例えば、1.75ボルト）に接続され、またトランジスタ素子の第2のバンク116によって、出力線108がVBB2（例えば、3.25ボルト）に接続され、次いでVBB2から切断されると、オフセット制御動作は、トランジスタ素子の第3のバンク118によって、出力線108を読み出し帰還線120に接続することによって開始される。オフセット補正の必要がなければ、読み出し帰還線120における電圧状態はVBB2と等しくなる。次に、図8を参照すると、オフセット調整増幅器136は、読み出し帰還線120における電圧を、予測される電圧状態、すなわちVBB2電圧と比較する。増幅器136は、差動セルであり、オフセット調整線144に接続された出力ノード142を有する。このオフセット調整線は、図8及び9に示すように、転送増幅器46のオフセット補正ポート146に接続することによってループを完成する。リフレッシュ間隔の間、トランジスタ素子の第4のバンク152が、トランジスタ156及び158による、オフセット補正ポート146における信号の記憶を可能にする。記憶された電荷によって、次のリフレッシュ間隔まで、転送増幅器回路にオフセット補正が与えられる。

【0051】

前記のように、各列転送増幅器46は、光電素子の特定行内の光電素子に順次接続される。1つの実施例において、光電素子の68個の列と32個の行が存在する。図10には、列のうちの5つ162、164、166、168、及び170が示されており、その各々は、異なる転送増幅器46、172、174、176、及び178に選択的に接続される。

【0052】

図5について簡単に言及すると、図4の光電素子40が、同じ列からの第2の光電素子102と対をなすように示されている。従って、各光電素子は、読み出しスイッチ42及び101を「オン」にすることによって、同じ読み出し線44に接続される。読み出し制御線48及び90は、転送増幅器に同時に2つの光電素子が接続されることがないように、読み出しスイッチの個々の制御を与える。また、リセット・デバイス28及び92も示されており、これらは、独立したリセット線32及び94と、独立したPHOTOノード64及び96に接続される。第2の光電素子には、それ自体の共通ゲート構成が含まれ、これは、第1の光電素子40のMOSトランジスタ50、52、及び54と同様に動作する、MOSトランジスタ98、99、及び100によって与えられる。最後に、第2の光電素子には、第2の光電素子ための積分コンデンサの働きをする容量性記憶トランジスタ104及び106が含まれている。

【0053】

図10の回路の動作時、各列162 - 170における光電素子40及び102の積分時間は、約40 μ sである。積分期間の後に続いて、光電素子40の第1行の読み出しスイッチ42が閉じられ、その結果、各種の転送増幅器46、172、174、176、及び178は、第1行の光電素子40に当たる光エネルギーに対応する電荷を受ける。受け取った電荷は、出力線108、180、182、184、及び186を介して、後続の処理回路に転送される。単一行の読み出し時間は、200 nsから300 nsの間であると推定される。第1行の読み出しに続いて、読み出しスイッチ42が開放されて、光電素子102の第2列の読み出しスイッチ101が閉じられる。この行程は、光電素子の各行が読み出されるまで繰り返される。

【0054】

上記のオフセット調整動作には、多くて4 μ sしか必要としない。従って、少なくとも8つの転送増幅器46及び172 - 178を、転送増幅器が転送動作間の遊休状態になる40 μ sの各積分期間毎に、順次的に、図8のオフセット調整増幅器136に接続することが可能である。図9に示すように、各転送増幅器のサンプル/ホールド回路148は、トランジスタ156及び158によって与えられる記憶容量において、ほとんど電圧垂下がないことが保証されるように設計されている。従って、リセットは、光電素子信号の転送

10

20

30

40

50

に関して時間を犠牲にすることなく発生可能である。

【0055】

DC 除去回路

図3の計算アレイ21を介した光電素子の航行アレイ24からの信号処理における問題には、光電素子の近隣内で共通である特性の結果として、処理が潜在的に損なわれることが伴う。例えば、スキャナは、原稿に対して移動する際に、基体を照射するための光源を備える。照度にばらつきがなく、全視野領域を照射するのは困難である。信号処理は、こうしたばらつきによって悪影響を受ける可能性がある。

【0056】

図3のDC除去回路19は、光電素子の近隣内の低い空間周波数の変動を除去する基本機能を備えている。上記のように、DC除去回路は又、高周波数の空間周波数成分を除去するように設定される、低域通過特性を有する。従って、DC除去回路は、帯域通過特性を有することが可能である。DC除去回路は、原稿画像を局部的差分からなる画像に変換する。局部的差分手法は、結果として原稿画像の破壊を生じることになるが、原稿に対するスキャナの移動を測定するような用途の場合、これは重要ではない。低い空間周波数の除去によって、相関信号の完全性が維持される。さらに、局部的差分手法には、実際に画像相互相関を計算する、計算アレイ21のダイナミック・レンジの必要条件を低減するという付加的利点もある。

【0057】

航行センサ24の検分を受ける基体の照度ばらつきの悪影響を克服する以外に、低い空間周波数を除去することによって、走査を受ける原稿の陰影の付いた領域における紙の繊維が、アレイの主たる領域の1つの視界内に入るが、アレイの第2の部分の視界内に入る紙の繊維は、陰影の付いた領域の外側となるように、航行センサが位置決めされるといったことに対して、航行動作が、影響されにくくなる。

【0058】

列転送増幅器17は、時間多重化方式で行毎に捕捉画像データを転送するので、DC除去は並列処理で行うことができる。図11の場合、5つの異なる列転送増幅器からの5つの受光装置の出力188、190、192、194、及び196が、スイッチング・ネットワーク198、200、202、204、及び206に伝達される。各スイッチング・ネットワークは、図3の制御論理回路25からのデジタル制御入力によって制御される一連のスイッチを介して、その入力にゲート制御を施す。各スイッチング・ネットワーク198 - 206の出力は、関連するDC除去増幅器208、210、及び212に接続されている。スイッチング・ネットワークに依存して、DC除去回路は、テスト・モード及びDC除去禁止モードを含む多数のモードのうちの任意の1つにすることができる。

【0059】

図15について簡単に言及すると、図11のDC除去増幅器210の可能な4つの動作モードの一例が特徴付けられている。NODCR（非DC除去）モードの場合、増幅器210の出力236は、スイッチング・ネットワーク202によって受光装置出力線192に直接接続される、入力INPと同じである。TST（テスト）モードの場合、DC除去増幅器の出力信号は、3つの既知のテスト出力、すなわちTC、TL、及びTRに依存する。

【0060】

F1及びF2のDC除去モードの場合、線192における受光装置の出力PHR(i)の低い空間周波数成分が除去される。以下で詳細に説明するのは、受光装置の出力192から、線188における受光装置の出力を減算する図11の回路の実施例である。DCRCMという用語は、WDATA(i)線236からのアナログ信号の後続の処理を可能にするために、正の中間範囲の電圧値を設定するために選択されたDC値を表している。図15のF2モードは、受光装置出力PHR(i)の両側におけるその受光装置の出力の選択において、F1モードとは異なっている。スイッチング・ネットワーク202は、最も近傍の受光装置には接続されていないので、低周波数情報を除去するためのより広いサン

10

20

30

40

50

リング値が収集される。F 1 及び F 2 モードにおける「一次入力」は、P H R (i) 出力であり、局部的差分は、P H (i + 2) 及び P H R (i - 2) から二次入力を減算することによって得られる。2 次元 D C 除去を可能にする実施例については、以下で図 1 6 及び 1 7 を参照する際に説明する。

【 0 0 6 1 】

中心スイッチング・ネットワーク 2 0 2 の機能について、図 1 1、1 2、及び 1 3 を参照して更に詳細に説明する。動作上関連する受光装置 P H R (i) に対する接続 1 9 2 以外に、スイッチング・ネットワーク 2 0 2 は、問題となる受光装置から 2 だけ除去される受光装置である、受光装置の出力 1 8 8 及び 1 9 6 からの入力を受信する。受光装置の出力は、前に説明した転送増幅器を介して受信される。

10

【 0 0 6 2 】

各スイッチング・ネットワーク 2 0 2 による電位出力に対する他の入力は、テスト入力 T L 2 1 4、T R 2 1 6、及び T C 2 1 8 である。テスト入力は、図 3 の制御論理回路 2 5 から受信される。最後に、D C 除去コモン・モード (D C R C M) 入力 2 2 0 は、関連する D C 除去増幅器 2 1 0 への電位出力のために、各スイッチング・ネットワークに接続される。D C R C M はコモン・モード信号であり、これは、画像信号が、後続回路要素の動作範囲内で変化するのを可能にする、本質的に D C 項の追加である。例えば、図 3 の計算アレイ 2 1 に、入力として 0 ボルトと 5 ボルトの間でのみ線形に動作する演算増幅器が含まれている場合、コモン・モード信号は、2 . 5 ボルトになるように選択される。

【 0 0 6 3 】

次に、図 1 3 を特定して参照すると、スイッチング・ネットワークは、2 進入力対 C F I G 1 2 2 2 及び C F I G 0 2 2 4 を、可能な 4 つの組み合わせの 1 つにセットすることによって構成される。さらに、較正信号が、C A L 線 2 2 6 において受信される。C A L 信号は、I N P (i) 線 2 2 8 だけが、スイッチング・ネットワーク 2 0 2 からの信号を D C 除去増幅器 2 1 0 に伝達する条件を与えるために用いられる。従って、C A L 信号は、転送増幅器のオフセット制御動作とは別個であるオフセット補正動作時に、D I N 出力 2 3 0、2 3 2、及び 2 3 4 を切り離す。

20

【 0 0 6 4 】

図 1 1 - 1 3 の回路は、線 2 2 2 及び 2 2 4 における構成信号を制御することによって、4 つの方法の 1 つで構成可能である。第 1 のモードの場合、D C 除去が禁止される。このモードの場合、線 1 9 2 における受光装置の出力は、I N P (i) 線 2 2 8 を介して W D A T A (i) 出力 2 3 6 まで経路指定される。すなわち、D C 除去増幅器 2 1 0 は、P H R (i) = I N P (i) = W D A T A (i) となる、利得が 1 の増幅器として機能する。図 1 3 のゲート 2 4 2 及び 2 5 2 が、線 2 4 4 - 2 5 0、2 5 6、及び 2 5 8 において必要とされる D C 除去許可信号を供給しないので、出力 2 3 0、2 3 2、及び 2 3 4 に沿った D I N 信号はこのモードでは利用されない。

30

【 0 0 6 5 】

第 2 のモードの場合、線 2 2 2 及び 2 2 4 における構成信号が、テスト・モードゲートを規定し、この場合、ゲート 2 4 2 が、線 2 4 4 及び 2 4 6 において許可信号を供給する。この状態において、D C R C M コモン・モード入力 2 2 0 は、スイッチング・ネットワーク 2 0 2 を介して I N P (i) 線 2 2 8 に送られる。テスト入力 T L 2 1 4、T R 2 1 6、及び T C 2 1 8 は、それぞれ、出力 2 3 4、2 3 2、及び 2 3 0 に送られる。テスト入力は、D C 除去増幅器 2 1 0 の完全な特徴付けを可能にする、既知の信号である。

40

【 0 0 6 6 】

スイッチング・ネットワーク 2 0 2 の第 3 の構成を、D C 除去機能 1 モードと呼ぶ。この F 1 モードの場合、I N P (i) 線 2 2 8 は、D C R C M 線 2 2 0 に接続されて、D I N P (i) = P H R (i)、D I N M 0 (i) = P H R (i - 2)、及び D I N M 1 (i) = P H R (i - 2) になる。この第 3 のモードは、ゲート 2 5 2 によって線 2 5 0 に論理高を供給し、線 2 4 8 に論理低を供給することによって許可される。

【 0 0 6 7 】

50

第4の構成を、DC除去機能2モードと呼ぶ。このF2モードの場合、出力228、230、及び232における信号は、F1モードの信号と同じである。すなわち、 $INP(i) = DCR CM$ 、 $DINP(i) = PHR(i)$ 、及び $DINM0(i) = PHR(i - 2)$ になる。しかし、F2モードでは、 $DINM1(i)$ 出力232が、 $PHR(i + 2)$ 線196に接続される。ゲート254が、F2モードを許可するため、線256及び258に沿って適正な信号をトリガする。

【0068】

図14には、DC除去増幅器210が示されている。この増幅器には、第1の差動セルAy260と第2の差動セルAx262が含まれる。 $INP(i)$ 出力228が、第2の差動セルにおいて受信され、一方、図12からの他の3つの出力230、232、及び234は、第1の差動セルにおいて受信される。

10

【0069】

第2の差動セル262には、トランジスタ264及び266の差動対が含まれる。トランジスタ268及び270は、トランジスタ264及び266に対して電流ミラー負荷を与える。折重ねカスコード出力段が、4つの直列接続トランジスタ272、274、276、及び278によって形成される。トランジスタ272及び278に加えて、トランジスタ280及び282が、電圧NCON4及びPCON4によりバイアスされて、定電流源として機能する。これら2つの電圧は、バイアス電圧VBP及びVBNと同様、定電圧源によって発生及び供給される。

【0070】

20

以下で更に十分説明するように、DC除去増幅器210には、オフセット補正回路が含まれる。トランジスタ284は、利得1の帰還を実現するためのスイッチとして機能する。オフセット補正トランジスタ286、288、290、及び292が、三極管領域においてバイアスされると、オフセット補正が増幅器に導入される。

【0071】

DC除去動作は、図13を参照して前に説明した信号線238及び240を利用して、トランジスタ294及び296を「オン」にすることによって許可される。一方、DC除去は、スイッチ294及び296が「オフ」になる場合に禁止され、その結果、増幅器210は、出力 $WDATA(i) = INP(i)$ である単純な利得1のバッファ増幅器になる。

30

【0072】

DC除去モードの場合、第1の差動セル260は、下記に等しい電流(I_y)を発生する。

【0073】

$$I_y = g_{m_y} (2 \cdot DINP - (DINM0 + DINM1)) \quad (1)$$

同様に、第2の差動セル262は、下記に等しい電流(I_x)を発生する。

【0074】

$$I_x = g_{m_x} (INP - WDATA) \quad (2)$$

第2の差動セルには、図11に帰還線298として簡単に示される負帰還が含まれるので、電流 I_x は、強制的に $-I_y$ になる。従って、DC除去が許可されると、以下のようになる。

40

【0075】

$$g_{m_y} (2 \cdot DINP - (DINM0 + DINM1)) = -g_{m_x} (INP - WDATA) \quad (3)$$

式(3)は、次のように書き直すことができる。

【0076】

$$WDATA = INP + \frac{g_{m_y}}{g_{m_x}} (2 \cdot DINP - (DINM0 + DINM1)) \quad (4)$$

50

相互コンダクタンス g_{m_x} は、8つのトランジスタのバンク300によって変調される。バンク内のトランジスタのうちの4つが、三極管領域で、電圧 $GAINADJ$ によりバイアスされて、トランジスタ264及び266の差動対に対する利得縮退抵抗器として機能する。バンク300内の他の4つのトランジスタは、利得縮退の抵抗性トランジスタに選択的に分路するためのスイッチとして利用され、 $G1$ 及び $G2$ デジタル利得制御入力の制御下にある。 $G1$ 及び $G2$ 電圧は、図3に示す制御論理回路25によって設定される。

【0077】

8つのトランジスタのバンク300内で、4つの抵抗性トランジスタ302、304、306、及び308を、それぞれ、 r_{302} 、 r_{304} 、 r_{306} 、及び r_{308} と呼ぶことにする。利得縮退抵抗の影響を含めると、第2の差動セル262の相互コンダクタンスは、以下のよ

10

【0078】

【数1】

$$g_{m_x} = g_{m_{x0}} \left(\frac{1}{1 + g_{m_{x0}} (\overline{G1} r_{302} + \overline{G2} r_{304})} \right)$$

【0079】

ここで、 $g_{m_{x0}}$ は、第2の差動セルの非縮退 g_m であり、この場合、 $r_{302} = r_{304}$ 、及び $r_{306} = r_{308}$ となる。値 $\overline{G1}$ 及び $\overline{G2}$ は、デジタル制御入力 $G1$ 及び $G2$ のブール補数であり、0または1の値を有する。縮退抵抗器の値 $r_{302} - r_{308}$ は、線310における制御電圧入力 $GAINADJ$ を変化させることによって変調される。

20

【0080】

$_{264}$ 及び $_{302}$ を用いて、トランジスタ264及び302に対する $u_0 C_{ox} W / 2L$ を表し、 VDS_{302} 及び VDS_{304} を無視すると、 $g_{m_{x0}} r_{302}$ は、次のように表すことができる。

【0081】

【数2】

$$g_{m_{x0}} r_{302} = \frac{\beta_{264} (VGS_{264} - VT)}{\beta_{302} (VGS_{302} - VT)} = \frac{\beta_{264} (VGS_{264} - VT)}{\beta_{302} (GAINADJ - INP + VGS_{264} - VT)}$$

30

同様に、 VDS_{306} と VDS_{308} を無視すると、 $g_{m_{x0}} r_{302}$ は次のように表現できる。

$$g_{m_{x0}} r_{306} = \frac{\beta_{264} (VGS_{264} - VT)}{\beta_{306} (VGS_{306} - VT)} = \frac{\beta_{264} (VGS_{264} - VT)}{\beta_{306} (GAINADJ - INP + VGS_{264} - VT)}$$

40

【0082】

$g_{m_y} = g_{m_{x0}}$ 、 $_{264} / _{302} = 4$ 及び $_{264} / _{306} = 8$ とすると、 g_{m_y} / g_{m_x} は、式(5)、(6)、及び(7)を用いて次のように表すことができる。

【0083】

【数3】

$$\frac{gm_y}{gm_x} = 1 + (4\overline{G1} + 8\overline{G2}) \frac{(VGS_{264} - VT)}{(GAINADJ - INP + VGS_{264} - VT)}$$

公称バイアス条件で、且つ GAINADJ = 5 ボルトの場合、式(8)は次のように簡略化できる。

$$\frac{gm_y}{gm_x} = 1 + 0.75 \cdot \overline{G1} + 150 \cdot \overline{G2}$$

10

【 0 0 8 4 】

式 (8) を式 (4) に代入すると、以下のような増幅器の公称転送特性が得られる。

【 0 0 8 5 】

【 数 4 】

$$WDATA = INP + (1 + 0.75 \cdot \overline{G1} + 150 \cdot \overline{G2})(2 \cdot DINP - (DINM0 + DINM1))$$

【 0 0 8 6 】

20

上記のように、図 1 2 及び 1 3 のスイッチング・ネットワーク 2 0 2 を用いて、D C 除去増幅器 2 1 0 が、4 つのモードの任意の 1 つに設定される。図 1 5 は、4 つのモードの各々における転送特性を要約した表である。F 1 及び F 2 の D C 除去モードにおいて、図 1 1 の受光装置の出力 1 9 2 における低い空間周波数成分が、D C 除去増幅器 2 1 0 によって受信された、2 つ以上の受光装置からの信号の平均を問題となる信号から減算することによって効果的に除去される。F 1 モードの場合、問題となる信号は、線 1 9 2 からの P H R (i) 信号である。この信号は、図 1 4 の D I N P (i) 線 2 3 0 において受信される。D I N P (i) は、トランジスタ 3 1 4 とトランジスタ 3 1 6 の両方に接続されるので、P H R (i) は、図示のように、F 1 モードの式において 2 倍される。このモードの場合、P H R (i - 2) からの信号は、D I N M 1 (i) 線 2 3 2 と D I N M 0 (i) 線 2 3 4 の両方に切り換えられるので、P H R (i - 2) も 2 倍される。差分値は、 gm_y / gm_x 倍され、D C R C M 値から減算される。やはり、D C R C M 値は、W D A T A (i) 線 2 3 6 における後続のアナログ信号処理のために、正の中間範囲の電圧値を設定すべく選択される。

30

【 0 0 8 7 】

図 1 5 の F 2 モードの場合、I N P (i) 線 2 2 8、D I N P (i) 線 2 3 0、及び D I N M 0 (i) 線 2 3 4 における信号は、同じままであるが、D I N M 1 (i) 線 2 3 2 は、P H R (i - 2) 出力線 1 8 8 との接続から P H R (i + 2) 線 1 9 6 に切り換えられる。共通成分のフィルタリングが行われるが、その共通性は、2 つの受光装置ではなく、3 つの受光装置に関するものである。受光装置 P H R (i) は、トランジスタ 3 1 4 及び 3 1 6 を制御する。受光装置 P H R (i - 2) は、トランジスタ 3 1 8 を制御し、一方、受光装置 P H R (i + 2) は、トランジスタ 3 2 0 を制御する。

40

【 0 0 8 8 】

各受光装置によって制御されるトランジスタの数またはこうしたトランジスタの面積を変更して、異なる受光装置の重み付けを変更可能である。

【 0 0 8 9 】

図 1 6 及び 1 7 の回路は、F 2 モードの変形例を提供する。図 1 6 の場合、受光装置からの信号は、遅延を伴わずに、線 1 9 2 に伝達される。この 1 9 2 に沿った信号は実時間 (t) である。1 対の遅延回路 2 9 0 及び 2 9 2 が、第 2 の線 2 9 4 に沿って直列に接続されている。線 2 9 4 における信号は、2 の遅延を伴う受光装置の出力である。

50

【0090】

第2の線294に沿った遅延回路290及び292は、2次元DC除去を可能にする。すなわち、DC除去用の二次入力、一次入力の供給源と同じ列内の異なる行からとられる。F2モードは、従って、次のようになる。

【0091】

$$WDATA = DRCM - g_{m_y} [2 \cdot PHR(i, t) - PHR(i - t - 2\tau) + PHR(i - 2, t)] / g_{m_x}$$

図17の回路は、F2動作モードを実施するために用いられる。図12及び17の共通線は、同じ参照番号によって識別される。図17の回路は、線192の一次入力及び線188の二次入力の一方に関して同じままである。しかし、線294における二次入力は、線192における一次入力と同じ転送増幅器からのものである。この入力は、同じ列からのものであるが、2の遅延の結果、二次入力は異なる行からのものになる。好適には、遅延は、転送増幅器のサンプリング時間に等しい。

【0092】

図16における遅延回路290及び292の利用は、2次元DC除去機能の動作にとって重要ではない。例えば、ラウンド・ロビン式に動作するサンプル/ホールド回路によって、適切な二次入力を供給することも可能である。

【0093】

図12-14、及び図16と17の回路は、受光装置アレイによる検分を受ける基体の照度ばらつきの悪影響を効率的に克服する。さらに、上記のように、航行情報の供給に本発明を利用する場合、航行アレイの一部が、走査を受ける原稿の陰影付き領域における紙の繊維を検分し、一方、アレイの第2の部分が検分する紙の繊維が、原稿の陰影付き領域の外側であるといったことによって、航行動作はあまり影響を受けない。

【0094】

重要ではないが、図14のDC除去増幅器210には、オフセット補正が含まれて、製造段階で導入されるデバイスのパラメータのばらつきによって発生するような、電圧オフセットが低減される。トランジスタ322、324、326、328、330、及び332を用いて、オフセット補正が実施される。オフセット補正サイクルを実施するために、トランジスタ322が、線226におけるCAL入力信号によって「オン」にされ、それにより、DC除去増幅器出力WDATA(i)がOFFST_CTRLノード334に接続される。図11に線298で示された、第2の差動セル262における負帰還が、トランジスタ284をオフにすることによって切断される。セル260及び262に対する差動入力は、分路スイッチ・トランジスタ328、330、及び332によって短絡させられる。該入力が短絡すると、DC除去増幅器210は、入力オフセットを増幅する。オフセット補正トランジスタ286、288、290、及び292は、三極管領域においてバイアスされる。OFFST_CTRLノード334における電圧が、バイアス電圧VBPに等しくなければ、トランジスタ268及び270とトランジスタ336及び338によって得られる電流ミラーは、不平衡であり、WDATA(i)出力236において付加電圧を発生する。A₀₁を慣用的な入力からの増幅器210の開ループ利得とすると、増幅器は、OFFST_CTRLノードと出力236との間において下記の関係性を有するように設計される。

【0095】

$WDATA(i) = A_{01} (v_{bs} - OFFST_CTRL) / 100 \quad (11)$
増幅器の出力が、トランジスタ322を介してOFFST_CTRLノードに接続されると、新たな負帰還経路が導入される。OFFST_CTRLノードから増幅器出力への利得は、慣用的な入力から出力への利得の約100分の1になるので、トランジスタ322によって形成される一時的な負帰還経路によって、入力オフセットの100倍に等しい信号が、OFFST_CTRLとバイアス電圧VBPの間に生じることになる。

【0096】

10

20

30

40

50

較正サイクルの終了時には、C A L 入力論理低になり、その結果、O F S T _ C T R L ノード 3 3 4 は、W D A T A (i) 出力 2 3 6 から切断される。トランジスタ 3 2 4 は、約 3 0 0 f f に等しいコンデンサとして用いられる。補正サイクル中に発生するオフセット補正信号は、トランジスタ 3 2 4 のゲートに電荷として記憶される。所望ならば、線 3 4 0 を介してトランジスタ 3 2 6 のゲートを論理低に駆動することによって、オフセット補正を禁止することもでき、それによって、O F S T _ C T R ノード 3 3 4 は、バイアス入力 V B P に分路される。

【 0 0 9 7 】

以下に、本発明の実施態様を列挙する。

【 0 0 9 8 】

1 . 読み出し動作とリセット動作の間で周期的に切り換えられる差動回路に、オフセット補正を与える方法であって、上記差動回路は、第 1 及び第 2 の回路入力と、出力電圧状態が前記回路入力における電圧状態にตอบสนองする回路出力とを備え、前記方法は、前記リセット動作の少なくとも幾つかに対して実行される、方法において、
前記差動回路が、読み出し動作からリセット動作に切り換えられる場合、前記第 1 の回路入力を前記第 2 の回路入力に接続するステップと、
前記差動回路が、前記読み出し動作から前記リセット動作に切り換えられる場合、前記回路出力を固定電圧状態の電源に接続するステップと、
前記リセット動作の第 1 の時間セグメントの後に続いて、前記電源から前記回路出力を切断し、それによって、前記回路出力が、前記固定電圧状態から自由に浮動する、前記リセット動作の第 2 の時間セグメントを開始するステップと、
前記第 2 の時間セグメントの間に、前記回路出力における電圧状態のシフトにตอบสนองして、オフセット補正信号を形成するステップと、
を含むことを特徴とする方法。

【 0 0 9 9 】

2 . 前記電源から前記回路出力を切断する前記ステップ、及び前記オフセット補正信号を形成する前記ステップは、前記リセット動作の一部に対してのみ実行され、前記方法はさらに、前記読み出し動作中に前記差動回路に加えるために、前記オフセット補正信号を記憶するステップを含むことを特徴とする、前項 1 に記載の方法。

【 0 1 0 0 】

3 . 前記回路出力を電源に接続する前記ステップは、前記回路出力を正の電圧源に接続するステップであることを特徴とする、前項 1 に記載の方法。

【 0 1 0 1 】

4 . 前記オフセット補正信号を形成する前記ステップは、前記第 2 の時間セグメントの間に、前記電源の前記固定電圧状態を、前記回路出力における前記電圧状態と比較するステップを含むことを特徴とする、前項 1 に記載の方法。

【 0 1 0 2 】

5 . 前記第 1 の回路入力を前記第 2 の回路入力に接続する前記ステップは、前記第 1 と第 2 の入力を第 2 の固定電圧源に接続するステップであることを特徴とする、前項 1 に記載の方法。

【 0 1 0 3 】

6 . 受光装置アレイにおいて、
光電素子が、計算回路への光電流信号の転送に関して、動作的にグループ化され、それにより、複数の光電素子グループを規定する光電素子アレイと、
各転送増幅器が、1つの光電素子グループと動作的に関連するように、前記光電素子グループと 1 対 1 の対応を有する、複数の転送増幅器であって、各転送増幅器は、第 1 の入力及び第 2 の入力を備え、また該第 1 の入力と第 2 の入力の電圧状態の差を表す出力を備え、前記第 2 の入力は、基準電圧源に接続されている、複数の転送増幅器と、
前記グループ内の前記光電素子を、前記グループが動作的に関連している前記転送増幅器の前記第 1 の入力に順次接続し、また、前記光電素子のどれも前記入力に接続されてい

10

20

30

40

50

いリセット期間を与えるための、各光電素子グループに対する第1のスイッチング手段と、
前記第1と第2の入力における電圧状態が等しい前記リセット期間中に、前記第1の入力を前記第2の入力に接続するための、各転送増幅器に対する第2のスイッチング手段と、前記リセット期間の少なくともいくつかの第1の部分の間、前記出力をリセット電圧源に接続し、また、前記リセット期間の第2の部分の間、前記出力を前記リセット電圧源から切断するための、各転送増幅器に対する第3のスイッチング手段と、
各転送増幅器に対する、前記出力への前記第1の入力の容量性結合と、
前記時間期間の1つの第2の部分の間、前記リセット電圧と、前記転送増幅器の前記出力の1つにおける電圧状態との間の電圧差の検出にตอบสนองして、前記転送増幅器にオフセット調整信号を供給するためのオフセット手段と、
からなる受光装置アレイ。

10

【0104】

7. 各光電素子グループは、前記光電素子アレイが、複数の列と行を有するように配列された、光電素子の1つの列であり、前記転送増幅器の各々は、単一系列の光電素子に選択的に接続されることを特徴とする、前項6に記載の受光装置アレイ。

【0105】

8. 前記リセット期間中に、1度に1つずつ、前記オフセット手段を前記転送増幅器に接続するための第3のスイッチング手段から更になり、前記オフセット手段は、前記オフセット調整信号を発生するための回路を備えることを特徴とする、前項7に記載の受光装置アレイ。

20

【0106】

9. 前記オフセット手段は、前記リセット電圧源に接続された第1の入力ノードを有し、また、前記転送増幅器の前記出力に選択的に接続された第2の入力ノードを有する、1つの差動増幅器を備え、該差動増幅器は1つの出力ノードを有し、前記転送増幅器の各々は、前記差動増幅器の前記出力ノードに接続された1つのオフセット入力を有することを特徴とする、前項7に記載の受光装置アレイ。

【0107】

10. 各転送増幅器は、前記オフセット調整信号を記憶するために、前記オフセット入力を接続されたサンプル/ホールド手段を備えることを特徴とする、前項9に記載の受光装置アレイ。

30

【0108】

11. 信号を転送するための回路構成において、
前記回路構成の各々が1つの出力を有する、複数の信号発生回路と、
該信号発生回路の前記出力から、空間周波数成分を除去するための複数のDC除去手段であって、各DC除去手段は、1つの特定の信号発生回路と動作的に関連しており、また前記特定の信号発生回路の出力から、問題となる信号を受信するように接続された一次入力を有し、前記各DC除去手段は、前記特定の信号発生回路に近接する前記信号発生回路の1つから出力された信号を受信するように接続された、少なくとも1つの二次入力を備え、前記各DC除去手段は、前記問題となる信号と、前記少なくとも1つの二次入力において受信された前記信号出力との間のアナログ信号差にตอบสนองして、1つの出力信号を供給するための差動手段を備える、複数のDC除去手段と、
からなる信号を転送するための回路構成。

40

【0109】

12. 各DC除去手段は、前記一次入力と前記少なくとも1つの二次入力を有する第1の差動セルを含み、該第1の差動セルは、前記一次入力と前記少なくとも1つの二次入力との間の信号差にตอบสนองする1つの出力ノードを有することを特徴とする、前項11に記載の回路構成。

【0110】

13. 各DC除去手段は、前記第1の差動セルの前記出力ノードに接続された第1の入力

50

を有し、また第2の入力及び信号出力ノードを有する、第2の差動セルを含み、前記第2の入力は、負帰還ループによって前記信号出力ノードに接続されることを特徴とする、前項12に記載の回路構成。

【0111】

14．各第2の差動セルは、固定コモン・モード信号の供給源に選択的に接続される1つの正の入力を有することを特徴とする、前項13に記載の回路構成。

【0112】

15．前記信号発生回路は、光電素子の第1の行を形成するように配列された光電素子であり、前記特定の信号発生回路は、前記第1の行内における光電素子であり、また、前記第1の行内の中間光電素子によって、前記少なくとも1つの二次入力に接続される全ての光電素子から離隔されることを特徴とする、前項11に記載の回路構成。

10

【0113】

16．各DC除去手段は、前記第1の行内の異なる光電素子と動作的に関連していることを特徴とする、前項15に記載の回路構成。

【0114】

17．前記第1の行と共に、光電素子の列を規定するように配列される複数の第2の行から更になり、前記DC除去手段の各々は、光電素子の異なる列と動作的に関連していることを特徴とする、前項16に記載の回路構成。

【0115】

18．前記信号発生回路は、行と列に配列された光電素子であり、各DC除去手段は、前記一次入力に接続された光電素子と同じ行の光電素子から、二次入力を受信するように接続され、また、前記一次入力に接続された前記光電素子と同じ列の光電素子から、二次入力を受信するように接続されることを特徴とする、前項11に記載の回路構成。

20

【0116】

19．各DC除去手段は、1つの負帰還ループと、オフセット信号を記憶するための1つのサンプル/ホールド構成とを有する、1つのオフセット補正回路を含むことを特徴とする、前項11に記載の回路構成。

【0117】

20．前記複数のDC除去手段と1対1に対応する、複数のスイッチング・ネットワークから更になり、各スイッチング・ネットワークは、前記複数の信号発生回路の異なる回路を含む、異なる信号源への前記一次入力及び二次入力の接続を選択的に変更するための複数のスイッチを有することを特徴とする、前項11に記載の回路構成。

30

【0118】

21．前記DC除去手段は、前記特定の信号発生回路の前記出力からの問題となる前記信号に対して、前記特定の信号発生回路に近接する前記信号発生回路のうちの前記1つから出力された前記信号を重み付けするための手段を含むことを特徴とする、前項11に記載の回路構成。

【0119】

【発明の効果】

本発明は上述のように、オフセット低減回路が設けられて、出力がリセット電圧源から切断された後に、リセット電圧と出力での電圧状態との間の電圧差の検出にตอบสนองして、オフセット調整信号が発生される。このようにして、オフセット調整信号を問題となる転送増幅器に加えることによって、その転送増幅器と他の転送増幅器との間における性能差を低減、又は削除することが可能になる。

40

【0120】

また、オフセット調整型の転送増幅器により、デバイス間のばらつき及び1/fノイズの影響が低減されるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】原稿上で曲がりくねった経路を辿る、手持ち式走査装置の斜視図である。

【図2】図1の走査装置の画像形成及び航行センサの底面図である。

50

【図 3】本発明による受光装置アレイ及び処理回路のブロック図である。

【図 4】本発明による転送増幅器に接続された光電素子回路である。

【図 5】本発明による光電素子対の概略図である。

【図 6】図 5 の回路に関するタイミング図である。

【図 7】図 4 の転送増幅器を動作させるための回路の概略図である。

【図 8】図 7 の転送増幅器に対してオフセット調整を決定するための回路の概略図である。

【図 9】図 4 の転送増幅器の概略図である。

【図 10】本発明による光電素子と転送増幅器からなるアレイのブロック図である。

【図 11】本発明に従って、図 10 の転送増幅器から出力を受信して処理を施す、スイッチング・ネットワーク及び DC 除去増幅器からなるアレイのブロック図である。 10

【図 12】図 11 の DC 除去増幅器に伝送される信号を切り換えるための回路の概略図である。

【図 13】図 12 のスイッチング回路を構成するための回路の概略図である。

【図 14】図 11 の DC 除去増幅器の概略図である。

【図 15】図 13 の構成回路により実現されるような、図 14 の DC 除去増幅器に対する 4 つの動作モードの各々の転送特性表である。

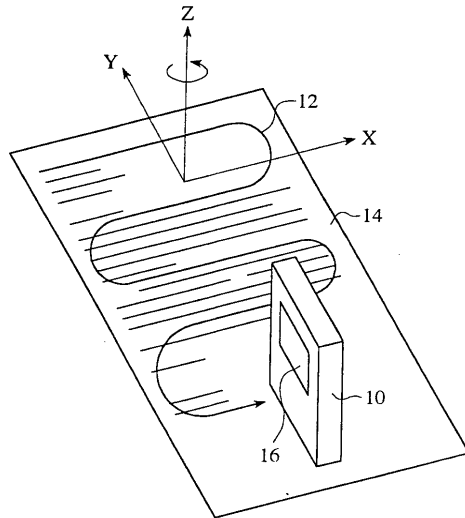
【図 16】後続の 2 次元 DC 除去のための信号関係を確立するように、受光装置の出力が 2 つの並列線的一方だけに沿って遅延される回路の概略図である。

【図 17】図 16 の回路に接続するための 2 次元 DC 除去回路の概略図である。 20

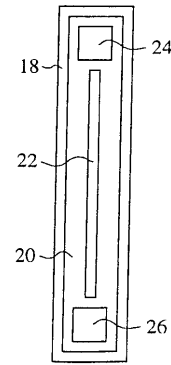
【符号の説明】

10	走査装置	
12	経路	
14	原稿	
16	画像ディスプレイ	
17	列転送増幅器	
19	DC 除去回路	
21	計算アレイ	
22	撮像センサ	
24, 26	航行センサ	30
25	制御論理回路	
28	リセット・スイッチ	
40	光電素子	
42	読み出しスイッチ	
46	転送増幅器	
136	オフセット調整増幅器	
148	サンプル/ホールド回路	
198-206	スイッチング・ネットワーク	
208-212	DC 除去増幅器	
260	第 1 の差動セル A _y	40
262	第 2 の差動セル A _x	

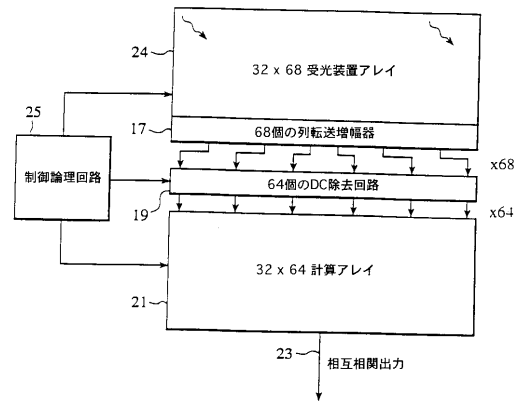
【図 1】



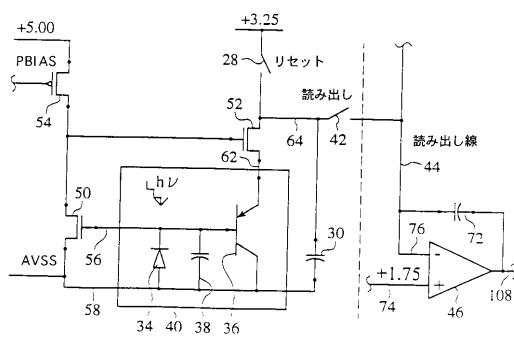
【図 2】



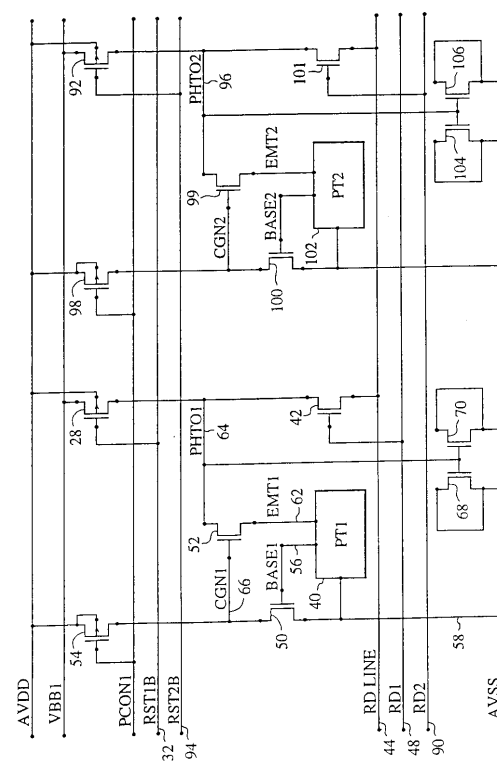
【図 3】



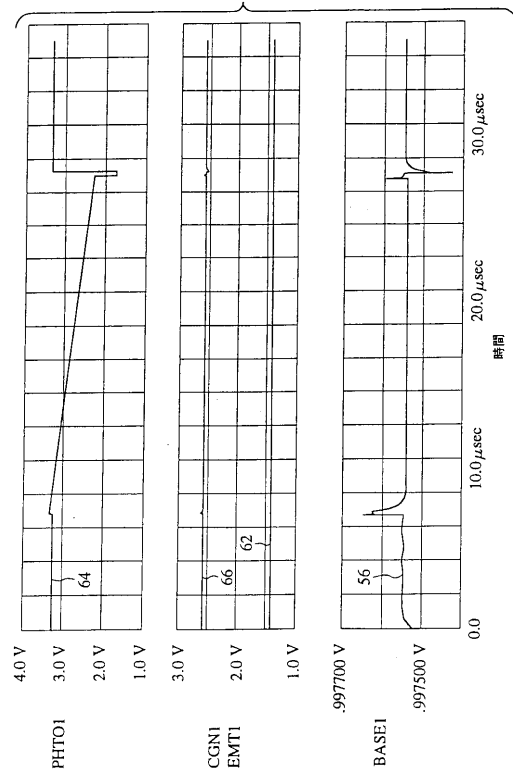
【図 4】



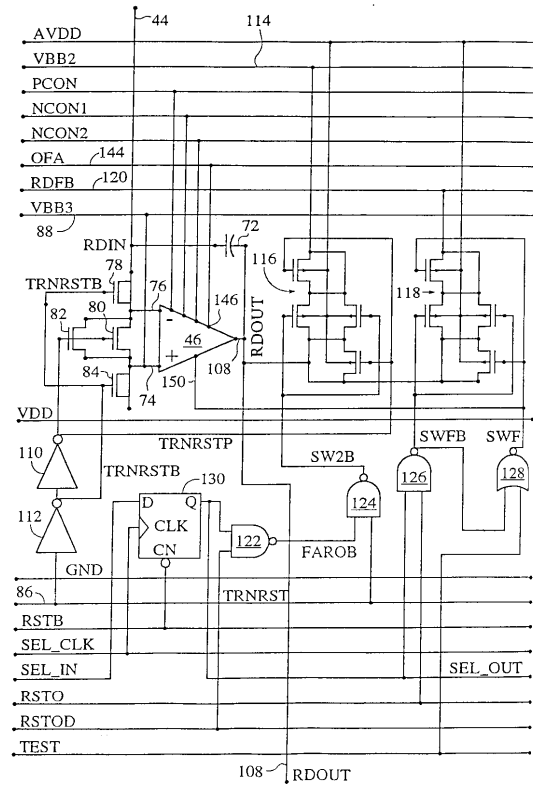
【図 5】



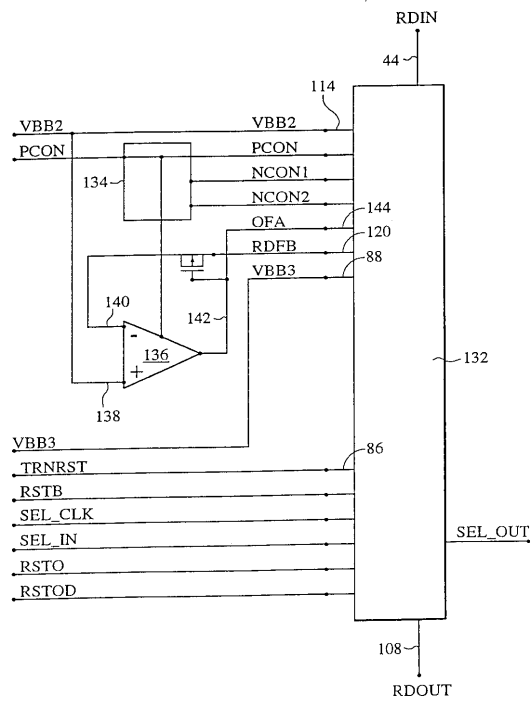
【図 6】



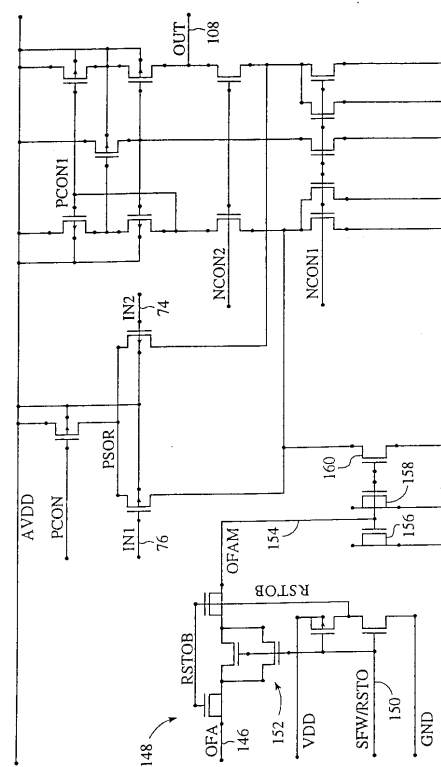
【図 7】



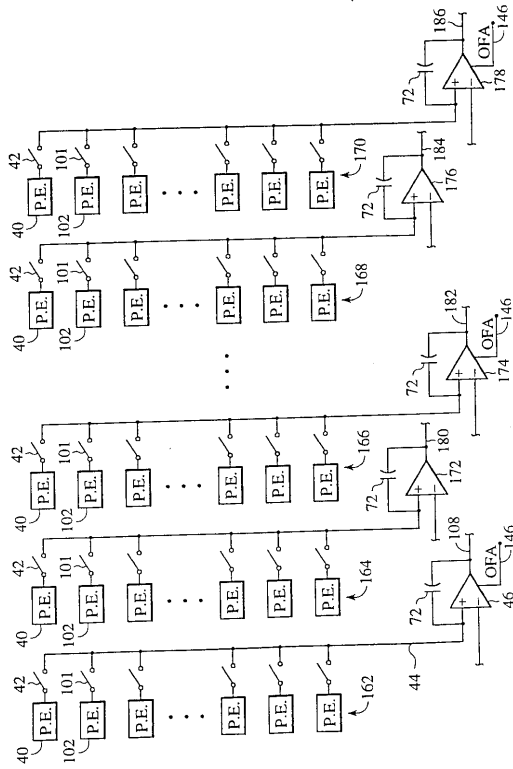
【図 8】



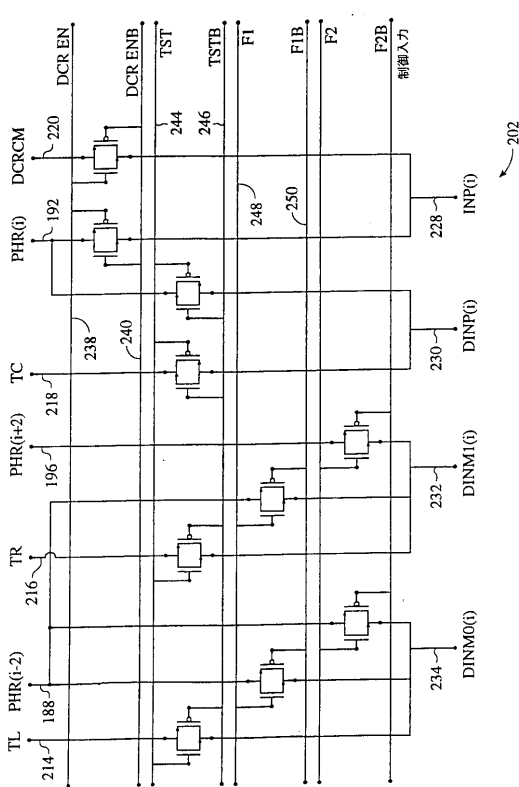
【図 9】



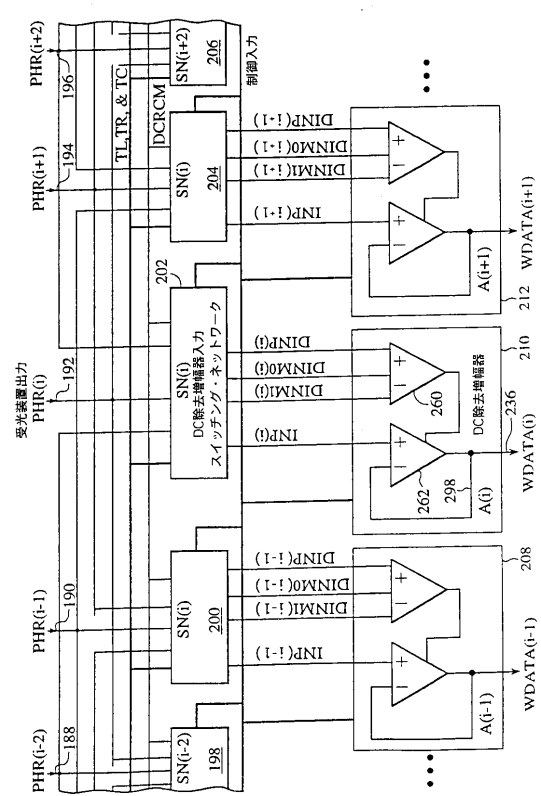
【図 10】



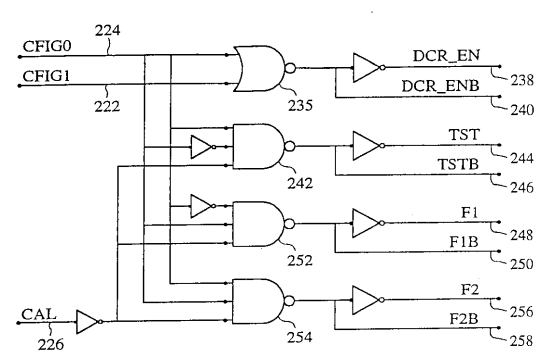
【図 12】



【図 11】



【図 13】



フロントページの続き

- (72)発明者 ブラロック,トラヴィス,エヌ
アメリカ合衆国カリフォルニア州95051,サンタ・クララ,ポメロイ・アヴェニュー・1100
- (72)発明者 バウムガートナー,リチャード,エイ
アメリカ合衆国カリフォルニア州94303,パロ・アルト,ネウエル・ロード・1860
- (72)発明者 ホーナック,トーマス
アメリカ合衆国カリフォルニア州94028,ポートラ・ヴァレイ,コエイミン・ビュー・1
- (72)発明者 ベアード,デイヴィス
アメリカ合衆国カリフォルニア州94306,パロ・アルト,ロス・ロビース・842

審査官 渡辺 努

- (56)参考文献 特開昭60-052159(JP,A)
特開昭61-052012(JP,A)
米国特許第04884039(US,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)
H04N 1/024-1/207